

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number : 07-264136

(43) Date of publication of application : 13.10.1995

(51) Int.Cl.

H04B 10/14
H04B 10/06
H04B 10/04
G02F 2/00
H01S 3/13
H01S 3/133
H03L 7/14

(21) Application number : 06-071471

(71)Applicant : ANDO ELECTRIC CO., LTD.

(22) Date of filing : 16.03.1994

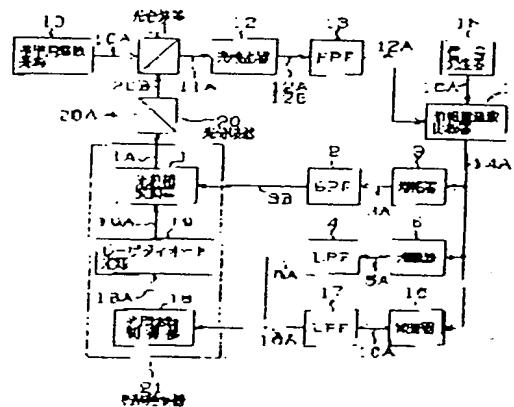
(73) Inventor: HAMADA MAROKA

(54) OPTICAL PLL CIRCUIT

(57)Abstract:

PURPOSE: To obtain the optical PLL circuit and an optical frequency synthesizer sweeper in which the stability of a PLL is improved through the use of an optical phase modulator in common and frequency sweep over a broad band is implemented

CONSTITUTION: An output of a reference frequency light source 10 is made incident onto an optical multiplexer 11, its emitted light is given from a photodetector 12 to a high pass filter 13, a phase frequency comparator 14 receives outputs of the high pass filter 13 and a signal generator 15 and provides an output to an attenuator 16 and to an optical frequency control section 18. A laser diode light source 19 receives an output of the optical frequency control section 18 and provides an output to an optical demultiplexer 20, in which the signal is demultiplexed, the one signal is fed to an optical PLL circuit forming a loop as a 2nd input of the optical multiplexer 11, in which an amplifier 3 amplifies an output of the phase frequency comparator 14, the band pass filter 2 eliminates a DC component and a noise component and gives the result to an optical phase modulator 1, in which an output phase of the laser diode light source 19 is changed and the result is fed to the optical demultiplexer 20. Furthermore, an amplifier 5 and a low pass filter 4 are arranged in parallel with an attenuator 16 and a low pass filter 17 between the phase frequency comparator 14 and the optical frequency control section 18.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平7-264136

(43)公開日 平成7年(1995)10月13日

(51)Int.Cl.
H 04 B 10/14
10/06
10/04
G 02 F 2/00

識別記号 廣内整理番号

P I

技術表示箇所

H 04 B 9/00 S
審査請求 未請求 請求項の数 2 FD (全 9 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号

特願平6-71471

(22)出願日

平成6年(1994)3月16日

(71)出願人 000117744

安藤電気株式会社

東京都大田区蒲田4丁目19番7号

(72)発明者 濱田 圭

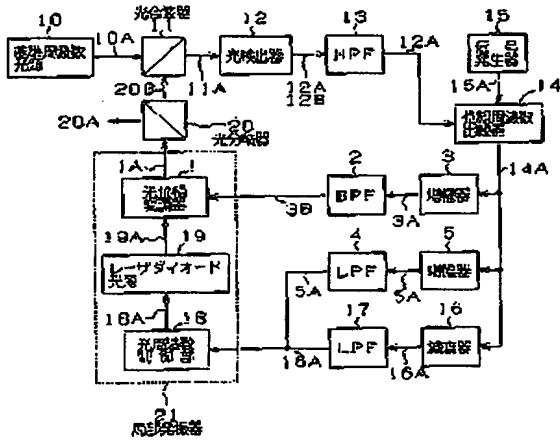
東京都大田区蒲田4丁目19番7号 安藤電
気株式会社内

(54)【発明の名称】 光PLL回路

(57)【要約】

【目的】 光位相変調器を併用してPLLの安定度向上させ、広帯域の周波数錐引を行う光PLL回路および光周波数シンセサイザイバを提供する。

【構成】 基準周波数光源10の出力を光台波器11に入射し、その出射光を光検出器12からハイパスフィルタ13に入力し、位相周波数比較器14はハイパスフィルタ13と信号発生器15の出力を入力して減衰器16に出力し、光周波数制御部18に入力する。レーザダイオード光源19は光周波数制御部18の出力を入力し、光分岐器20に分岐し、一方を光台波器11の第2の入力としてループを構成する光PLL回路で、増幅器3は位相周波数比較器14の出力を增幅し、バンドパスフィルタ2でDC成分及び雑音成分を取り除いて光位相変調器1に入力し、レーザダイオード光源19の出力位相を変化させて光分岐器20に入力する。また、位相周波数比較器14と光周波数制御部18の間に、増幅器6とローパスフィルタ4を、減衰器16とローパスフィルタ17を並列に配置する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 コヒーレントCW光(10A)を出力する基準周波数光源(10)と、基準周波数光源(10)から出力されるコヒーレントCW光(10A)を第1の入力とする光合波器(11)と、光合波器(11)からの合波出力光(11A)をヘテロダイン受光する光検出器(12)と、光検出器(12)の出力信号を入力とし、コヒーレントCW光(10A)と制御用出力光(20B)の差周波数信号(12A)を取り出すハイパスフィルタ(13)と、ハイパスフィルタ(13)の出力を第1の入力とし信号発生器(15)の出力を第2の入力として位相及び周波数を比較し、位相差に比例した信号を出力する位相周波数比較器(14)と、位相周波数比較器(14)の出力を減衰させる減衰器(16)と、減衰器(16)の出力の雑音成分を取り除くローパスフィルタ(17)と、ローパスフィルタ(17)を通過する信号に応じて光周波数制御用の信号(18A)を発生させる光周波数制御部(18)と、光周波数制御部(18)からの信号(18A)に応じて光周波数が変化するレーザダイオード光源(19)と、レーザダイオード光源(19)の出力光(19A)を外部出力光(20A)と制御用出力光(20B)に分岐する光分岐器(20)とを備え、制御用出力光(20B)を光合波器(11)の第2の入力としてループを構成する光PLL回路において、

位相周波数比較器(14)の出力を増幅する増幅器(3)と、増幅器(3)の出力信号(3A)のDC成分及び雑音成分を取り除くバンドパスフィルタ(2)と、レーザダイオード光源(19)と光分岐器(20)の間に配置し、レーザダイオード光源(19)の出力光(19A)を第1の入力とし、バンドパスフィルタ(2)を通過する信号(3B)を第2の入力として、バンドパスフィルタ(2)を通過する信号(3B)に応じてレーザダイオード光源(19)の出力光(19A)の位相を変化させ光分岐器(20)に入力する光位相変調器(1)と、位相周波数比較器(14)と光周波数制御部(18)の間に減衰器(16)とローパスフィルタ(17)に並列に配置し、位相周波数比較器(14)の出力信号(14A)を増幅する増幅器(5)と増幅器(5)の出力信号(5A)の雑音成分を取り除くローパスフィルタ(4)とを備えることを特徴とする光PLL回路。

【請求項2】 コヒーレントCW光(10A)を出力する基準周波数光源(10)と、基準周波数光源(10)から出力されるコヒーレントCW光(10A)を第1の入力とする光合波器(11)と、光合波器(11)からの合波出力光(11A)をヘテロダイン受光する光検出器(12)と、光検出器(12)の出力信号を入力とし、コヒーレントCW光(10A)と制御用出力光(20B)の差周波数信号(12A)を取り出すハイパスフィルタ(13)と、ハイパスフィルタ(13)の出力を分周する分周器(6)と、信号発生器(15)の出力信号を分周する分周器(7)と、分周器(6)の出力を第1の入力とし分周器(7)の出力を第2の入力として位相及び周波数を比較し、位相差に比例した信号を出力する位相周波数比較器

(14)と、位相周波数比較器(14)の出力を増幅する増幅器(5)と、増幅器(5)の出力の雑音成分を取り除くローパスフィルタ(4)と、ローパスフィルタ(4)を通過する信号に応じて光周波数制御用の信号(18A)を発生させる光周波数制御部(18)と、光周波数制御部(18)からの信号(18A)に応じて光周波数が変化するレーザダイオード光源(19)と、レーザダイオード光源(19)の出力光(19A)を外部出力光(20A)と制御用出力光(20B)に分岐する光分岐器(20)とを備え、制御用出力光(20B)を光合波器(11)の第2の入力としてループを構成する光PLL回路において、ハイパスフィルタ(13)からの差周波数信号(12A)を第1の入力とし、信号発生器(15)の出力を第2の入力として位相を比較し、位相差に比例した信号を出力する位相比較器(8)と、位相比較器(8)の出力を増幅する増幅器(3)と、増幅器(3)の出力のDC成分及び雑音成分を取り除くバンドパスフィルタ(2)と、レーザダイオード光源(19)と光分岐器(20)の間に配置され、レーザダイオード光源(19)の出力光(19A)を第1の入力とし、バンドパスフィルタ(2)を通過する信号(3B)を第2の入力として、バンドパスフィルタ(2)を通過する信号(3B)に応じてレーザダイオード光源(19)の出力光(19A)の位相を変化させ光分岐器(20)に入力する光位相変調器(1)を備えることを特徴とする光PLL回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、光通信技術や計測器などにおいて、局部発振器光源の位相を基準周波数光源の位相に同期させる光PLL回路及び、位相同期状態で局部発振器光源の発振周波数を捕引する光周波数シンセサイザスイーバについてのものである。

【0002】

【従来の技術】 次に、従来技術による光PLL回路の構成を図3に示す。図3の10は基準周波数光源、11は光合波器、12は光検出器、13はハイパスフィルタ(以下、HPFといふ。)、14は位相周波数比較器、15は信号発生器、16は減衰器、17はローパスフィルタ(以下、LPFといふ。)、18は光周波数制御部、19はレーザダイオード光源、20は光分岐器である。光周波数制御部18とレーザダイオード部19で局部発振器22を構成する。

【0003】 図3で、光周波数 f_1 の基準周波数光源10の出力光10Aと、光分岐器20で局部発振器22の出力であるレーザダイオード光源19の出力光19Aを分岐して得られる光周波数 f_1 の制御用出力光20Bとを光合波器11で合波する。光検出器12は光合波器11で合波された合波出力光11Aをヘテロダイン受光し、周波数が基準周波数光源10の出力光10Aと制御用出力光20Bの差周波数成分 $\Delta f = f_1 - f_2$ となる

差周波数信号 $12A$ と直流信号 $12B$ を出力する。

【0004】HPF13は光検出器12からの出力信号を入力とし、直流信号 $12B$ を阻止して差周波数信号 $12A$ のみを出力する。信号発生器15は周波数 f_1 の信号 $15A$ を出力する。位相周波数比較器14は、HPF13からの周波数 f_1 の信号 $12A$ と周波数 f_1 の信号 $15A$ を入力として位相周波数比較する。

【0005】入力信号の周波数が異なる場合、すなわち $\Delta f \neq f_1$ の場合、位相周波数比較器14は出力電圧レベルの絶対値がある一定値であり、 $\Delta f = f_1$ の符号と同じ極性を持つ出力電圧 $14A$ を減衰器16に入力する。 $\Delta f = f_1$ の場合は、位相P6周波数比較器14は差周波数信号 $12A$ と信号発生器から出力される信号 $15A$ の位相差 $\Delta\phi$ に応じた出力電圧を減衰器16に入力する。

【0006】減衰器16は位相周波数比較器14の出力電圧 $14A$ を $1/M$ に減衰させてLPPF17に入力し、LPPF17により雑音成分を取り除かれた信号 $16A$ は光周波数制御部18に入力される。光周波数制御部18はLPPF17から入力された信号 $16A$ に応じて、 $\Delta f = f_1$ かつ差周波数信号 $12A$ と信号発生器15からの出力信号 $15A$ との位相差 $\Delta\phi$ がある一定値（ある一定*

$$H_0(s) = K_0 \omega_0 / (s^2 + \omega_0^2)$$

【0010】ここで、PLLの理論によればダンピングファクタ ζ が $0.5 \sim 1$ 程度でPLLは安定であり、 $\zeta \approx \zeta^* = \omega_0 / (4K_0)$

であるので、ループ利得 K_0 に対して遮断角周波数 ω_0 は大きいことがPLLの安定条件の一つである。

【0011】ループ利得 K_0 は、位相周波数比較器14の利得を $K_0 / (2\pi)$ とし（通常 $K_0 = 1$ 程度である）、減衰器16の減衰比 $1/M = 1$ とすれば $2\pi K_0 = K_0 = 10^{10}$ となる。これに対して遮断角周波数 ω_0 を $\omega_0 = 4K_0$ とすると遮断角周波数は 1GHz を越える。これは実現が困難なために減衰器16の M を大きくする必要がある。たとえば $M = 1000$ にすれば、遮断周波数は数MHzとなり実現も容易となる。繰り返すと $K_0 = 10^{10}$ の時PLLの安定性の条件は $M > 1$ である。

【0012】次に周波数可変幅について検討する。周波数可変幅とは信号発生器出力 $15A$ の周波数 f_1 を掃引したとき可変可能な外部出力光 $20A$ の周波数範囲のこと★

$$\begin{aligned} L_s &= K_0 K_0 / (2\pi M) \\ &= K_0 / (2\pi M) \end{aligned}$$

となる。

【0014】減衰器による利得の低下にともない、外部出力光 $20A$ の周波数可変幅も低下する。ここで、前述にしたがって利得 $K_0 = 10^{10}$ 、 $M = 1000$ とすれば、周波数掃引幅 $L_s = 1.6\text{MHz}$ となる。利得 $K_0 = 10^{10}$ の時、PLLの安定性の条件が $M > 1$ であるのに対して、周波数掃引幅は M の増加にともない減少して

* 値はPLL理論で位相誤差と呼ばれる。）となるようにレーザダイオード光源19の周波数 f_1 を変化させる信号 $18A$ を発生し、レーザダイオード光源19に入力する。

【0007】レーザダイオード光源19は光周波数制御部18から出力される信号 $18A$ に応じて光周波数 f_1 を制御された出力光 $19A$ を光分岐器20に導き、外部出力光 $20A$ と制御用出力光 $20B$ に分岐され、制御用出力光 $20B$ は光合波器11に導かれて光PLL回路が構成される。

【0008】レーザダイオード光源19を用いた光PLL回路の利点はレーザダイオード光源19の利得が高いことにより、光周波数制御部18でレーザダイオード注入電流を制御することにより、レーザダイオード光源19の発振周波数 f_1 を制御すれば局部発振器22の利得 K_0 は 10^{10} 程度も可能である。

【0009】ここでPLLの安定性と周波数掃引幅について検討し利得 $K_0 = 10^{10}$ がどういう効果があるかを示す。PLLの安定条件は系の伝達関数より求める。LPPF17として1次のラグフィルタを用いると、遮断角周波数を ω_0 、ループ利得を K_0 として、ループの伝達関数 $H(s)$ は以下となる。

$$H(s + K_0 \omega_0) \quad (1)$$

* 1では不安定になる。（1）式の伝達関数の場合ダンピングファクタ ζ は、

$$(2)$$

★ とおり、電気回路の帯域と局部発振器の周波数可変能力すなわち利得に制限される。電気回路の帯域は光検出器12から位相周波数比較器14までの周波数応答帯域であり、帯域外への掃引は不可能であるが、数GHzまでの回路なら比較的容易に実現できるため、周波数可変幅の制約は利得に依存する。

【0013】次に、周波数掃引幅とループの利得の関係を考える。まず位相周波数比較器14の利得は図6で概説できる。線形近似の成り立つ位相比較時すなわち $-2\pi < \phi < 2\pi$ では入力位相差 $\Delta\phi$ に比例した出力電圧が得られるが、周波数比較時、すなわち $\Delta\phi \in [-2\pi, 2\pi]$ ではほぼ一定出力 $-K_0/2$ 、 $K_0/2$ とみなせる（ $K_0 = 1$ とする。）。このため周波数掃引幅 L_s は

$$(3)$$

しまい、安定性と広帯域周波数可変とは両立しない。

【0015】次に広帯域周波数可変が可能な従来技術による光PLL回路の構成を図4に示す。図4の4はLPPF5は増幅器、6は分周器、7は分周器であり、他は図3の減衰器16とLPPF17を増幅器5とLPPF4に置き換えた構成と同じである。

【0016】図4で、HPF13と位相周波数比較器1

4の間に配置された分周器6は、HPF13の出力信号12Aの周波数△fを1/Nに分周し、位相周波数比較器14の第1の入力とする。分周器7は信号発生器15と位相周波数比較器14の間に配置され、信号発生器15の出力信号15Aの周波数f₁を1/Nに分周して、位相周波数比較器14の第2の入力とする。
* $L_s = K_s N / (2\pi M)$

となり、図3の構成に対してダンピングファクタとは同じだが可変幅はN倍に広がる。たとえば、N=2000として分周器6で1/2000に分周し、増幅器5で2倍に増幅すれば、前述のK_s=10°、M=1000より安定なPLLとしてL_s=3.2GHzとなり、前述の安定性と広帯域周波数可変の両立問題は一旦解決する。

【0018】次に安定度をより高める従来技術による光PLL回路の構成を図5に示す。図5は電子情報通信学会技術研究報告のOCS92-14「外部位相調整器を用いた光コマスクループによるPSKホモダイナム送実験」に報告されている光PLLの構成と同様である。

【0019】図5の1は光位相変調器、2はバンドパスフィルタ(以下、BPFという)、3は増幅器、9はYAGレーザ光源であり、他は、図4の分周器6と分周器7を除き、レーザダイオード光源19をYAGレーザ光源9と置き換えた構成と同じである。光位相変調器1とYAGレーザ光源9と光周波数制御部18で局部発振※

$$\phi^* = c/K_s$$

と表せる。ここでcは定数である。これに対して光位相★

$$\phi^* = c/K_s / (1 + K_s)$$

となる。ここで、BPF2の遮断角周波数を低域側はD、C近傍とし、高域側はω_o。すなわちLPF4の遮断角周波数に等しいとした。また光源はYAGレーザではなくレーザダイオードとし、位相雜音を白色雜音とみなしめた。

【0023】(6)式より、光位相変調器1による系の安定度はほぼループ利得K_sに反比例して向上する。ただし光位相変調器1に周波数掃引能力はないので、周波数掃引に関しては(3)式、(4)式がそのまま成り立つ。

【0024】

【発明が解決しようとする課題】光PLLはループの利得が帯域(角周波数)と同程度あるいは小さい時に安定である。また信号発生器の発振周波数f₁を掃引することにより、安定なPLL状態で外部出力周波数を掃引してシンセサイザスイーパが構成できる。

【0025】しかし、図5の構成ではYAGレーザ光源9の利得K_sが小さいために、(2)式より遮断周波数も低く、分周器や減衰器をループ内に配置しなくても光PLL回路は安定動作を示すが、逆に、(3)式においてM=1でもK_sが小さいために周波数可変幅L_sは狭くなる。たとえばYAGレーザの利得は10'[rad/s/V]程度(発振周波数で1MHz/V程度)であり、30M

* 【0017】ループ利得K_sは、図3では減衰比1/Mで減少するが、図4では分周比1/Nで減少し、増幅器5の利得分增加する。たとえばN>Mとして増幅器5の利得をN/Mとすれば、図3と図4のループ利得は等しくなる。この時(3)式は

※器23を構成する。

【0020】光位相変調器1はYAGレーザ光源9と光分歧器20との間に配置され、BPF2から入力された信号3Bに応じて、HPF13からの差周波数信号△fの信号12Aと信号発生器15からの出力信号15Aとの位相差がある一定値(以下、位相誤差という。)となるように、YAGレーザ光源9の出力光9Aの位相を制御して光分歧器20に入力する。

【0021】BPF2は、位相周波数比較器14の出力信号14Aを増幅する増幅器3の出力信号3Aより、雜音成分と直流成分すなわち周波数比較信号分を取り除いて光位相変調器1に入力する。

【0022】ここで光位相変調器1による制御の効果を見積まる。図3や図4の場合の安定度すなわち位相誤差の分散値△φ²[rad²]はループ利得K_sにはほぼ反比例して、

★変調器1によるPLLの高安定化を加えると、

Hz程度の掃引が限界である。

【0026】YAGレーザ光源9をレーザダイオード光源に置き換えた構成が、特開平5-289138号公報に記載されている。この公報では、残存位相雜音を抑圧することが目的であるため、周波数掃引に関しては言及されていないが、ループ利得K_sを小さくしないで安定性の要求を満足するために、減衰器あるいはもともと利得K_sを小さく抑える光周波数制御部を使用しており、いずれにせよ周波数掃引幅は狭くなる。

【0027】以上のように、図3・図5の構成では安定なPLLではあっても周波数掃引するためには利得が小さい。また、図4の構成では広帯域周波数掃引も可能であるし安定でもあるが、図5に準じてさらに高安定にするために光位相変調器を併用した場合、光位相変調器側のループ利得K_sに分周器6の分周比1/Nが含まれ、ループ利得K_sは小さくなり、K_s《Nの場合、(6)式より明らかのように高安定化の効果はほとんどなくなる。

【0028】この発明は、局部発振器の光源に利得の大きいレーザダイオードを用いる光PLL回路において、光位相変調器を併用してPLLの安定度を向上させたうえで、広帯域周波数掃引を可能とし、高安定な光PLL回路および光周波数シンセサイザスイーパを提供すること

とを目的とする。

【0029】

【課題を解決するための手段】この目的を達成するため、この発明は、コヒーレントCW光10Aを出力する基準周波数光源10と、基準周波数光源10から出力されるコヒーレントCW光10Aを第1の入力とする光合波器11と、光合波器11からの合波出力光11Aをヘテロダイン受光する光検出器12と、光検出器12の出力信号を入力とし、コヒーレントCW光10Aと制御用出力光20Bの差周波数信号12Aを取り出すハイパスフィルタ13と、ハイパスフィルタ13の出力を第1の入力とし信号発生器15の出力を第2の入力として位相及び周波数を比較し、位相差に比例した信号を出力する位相周波数比較器14と、位相周波数比較器14の出力を減衰させる減衰器16と、減衰器16の出力の雜音成分を取り除くローパスフィルタ17と、ローパスフィルタ17を通過する信号に応じて光周波数制御用の信号18Aを発生させる光周波数制御部18と、光周波数制御部18からの信号18Aに応じて光周波数が変化するレーザダイオード光源19と、レーザダイオード光源19の出力光19Aを外部出力光20Aと制御用出力光20Bに分岐する光分歧器20とを備え、制御用出力光20Bを光合波器11の第2の入力としてループを構成する光PLL回路において、位相周波数比較器14の出力を増幅する増幅器3と、増幅器3の出力信号3AのDC成分及び雜音成分を取り除くバンドパスフィルタ2と、レーザダイオード光源19と光分歧器20の間に配置し、レーザダイオード光源19の出力光19Aを第1の入力とし、バンドパスフィルタ2を通過する信号3Bを第2の入力として、バンドパスフィルタ2を通過する信号3Bに応じてレーザダイオード光源19の出力光19Aの位相を変化させ光分歧器20に入力する光位相変調器1と、位相周波数比較器14と光周波数制御部18の間に減衰器16とローパスフィルタ17に並列に配置し、位相周波数比較器14の出力信号14Aを増幅する増幅器5と増幅器5の出力信号5Aの雜音成分を取り除くローパスフィルタ4とを備える。

【0030】また、コヒーレントCW光10Aを出力する基準周波数光源10と、基準周波数光源10から出力されるコヒーレントCW光10Aを第1の入力とする光合波器11と、光合波器11からの合波出力光11Aを*

$$\begin{aligned} H_{L0}(s) &= K_s K_L F_L(s) / (2\pi) \\ &= K_s K_L \omega_L / [(2\pi)(s + \omega_L)] \quad (7) \end{aligned}$$

がしPF4と増幅器5のループの開伝達関数である。K_sは局部発振器23の利得である。(1)式よりこのループのダンピングファクタδ_Lは

$$\delta_L = 2\pi\omega_L / (4K_s K_L) \quad (8)$$

でありPLLは不安定である。

★ ★ 【0033】ここでループの開伝達関数が、

$$\begin{aligned} H_{H0}(s) &= K_s K_H F_H(s) / (2\pi) \\ &= K_s K_H \omega_H / [(2\pi)(s + \omega_H)] \quad (9) \end{aligned}$$

*ヘテロダイン受光する光検出器12と、光検出器12の出力信号を入力とし、コヒーレントCW光10Aと制御用出力光20Bの差周波数信号12Aを取り出すハイパスフィルタ13と、ハイパスフィルタ13の出力を分周する分周器6と、信号発生器15の出力信号を分周する分周器7と、分周器6の出力を第1の入力とし分周器7の出力を第2の入力として位相及び周波数を比較し、位相差に比例した信号を出力する位相周波数比較器14と、位相周波数比較器14の出力を増幅する増幅器5と、増幅器5の出力の雜音成分を取り除くローパスフィルタ4と、ローパスフィルタ4を通過する信号に応じて光周波数制御用の信号18Aを発生させる光周波数制御部18と、光周波数制御部18からの信号18Aに応じて光周波数が変化するレーザダイオード光源19と、レーザダイオード光源19の出力光19Aを外部出力光20Aと制御用出力光20Bに分岐する光分歧器20とを備え、制御用出力光20Bを光合波器11の第2の入力としてループを構成する光PLL回路において、ハイパスフィルタ13からの差周波数信号12Aを第1の入力とし、信号発生器15の出力を第2の入力として位相を比較し、位相差に比例した信号を出力する位相比較器8と、位相比較器8の出力を増幅する増幅器3と、増幅器3の出力のDC成分及び雜音成分を取り除くバンドパスフィルタ2と、レーザダイオード光源19と光分歧器20の間に配置され、レーザダイオード光源19の出力光19Aを第1の入力とし、バンドパスフィルタ2を通過する信号3Bを第2の入力として、バンドパスフィルタ2を通過する信号3Bに応じてレーザダイオード光源19の出力光19Aを第1の入力とし、レーザダイオード光源19の出力光19Aを第2の入力として、バンドパスフィルタ2を通過する信号3Bを第3の入力として、バンドパスフィルタ2を通過する信号3Bに応じてレーザダイオード光源19の出力光19Aの位相を変化させ光分歧器20に入力する光位相変調器1を備える。

【0031】

【作用】図5で、YAGレーザ光源9を利得の高いレーザダイオード光源19に置き換えた時、周波数録引幅は十分広くなるが前述のようにダンピングファクタδが小さくなるため、位相同期状態が実現できない。以下、安定性と広帯域周波数録引を両立させる方法を伝達関数で考える。

【0032】まず、位相周波数比較器14の利得は1/(2π)とする。図5のLPF4の伝達関数をF_(s)とすれば通断角周波数をω_c、増幅器5の利得をK_Lとして、

であるLPF17(遮断角周波数を ω_n とする。)と減衰器16(減衰を K_n とする。)のループを考え($K_n * \xi_n^2 = 2\pi\omega_n / (4K_n K_n)$)

$$= 0.5 \sim 1$$

となるように $\omega_n \cdot K_n$ を適へば、LPF17と減衰器16のループのPLLは安定である。

【0034】(7)式と(9)式と合わせた開伝達関数※

$$H_{L_0}(S) + H_{n_0}(S) = K_s / (2\pi) \{ K_L \omega_L / (s + \omega_L) + K_n \omega_n / (s + \omega_n) \} \quad (11)$$

となり、位相誤差分散を計算するときには、 $K_n * \xi_n^2 = 2\pi\omega_n / (4K_n K_n)$ の条件下★

$$H_{L_0}(S) + H_{n_0}(S) = K_s / (2\pi) \{ K_n \omega_n / (s + \omega_n) \} \quad (12)$$

が成り立つ。これは s を無限大とした時、(11)式のどちらの項が大きいかでも簡単に推察できる。(12)式より、LPF17と減衰器16の安定なループによって位相誤差分散が得られることがわかる。☆

$$H_{L_0}(S) + H_{n_0}(S) = K_s (K_L + K_n) / (2\pi) + K_s K_L / (2\pi) \quad (13)$$

となり、LPF4と増幅器5のループにより L_s は得ら◆20◆れ。
 $L_s = K_s K_L / (2\pi)$

となる。LPF4と増幅器5のループがない場合の $L_s = K_s K_n / (2\pi)$ に対して K_n / K_n 倍の帰引幅が得られる。また分周器なしで安定なPLLが構成されているため、光位相変調器を併用した場合にも、光位相変調器側のループ利得 K_s の低下を伴わないので高安定化が期待できる。

【0036】

【実施例】次に、この発明の実施例の構成図を図1に示す。図1の1は光位相変調器、2はBPF、3は増幅器、4はLPF、5は増幅器であり、他は図3と同じである。光位相変調器1はレーザダイオード光源19と光分歧器20の間に配置され、局部発振器21を構成し、BPF2から出力された信号3Bに応じて、差周波数信号△1と信号発生器15からの出力信号15Aとの位相差がある一定値(位相誤差)となるようにレーザダイオード光源19の出力光19Aの位相を制御して光分歧器20に入力する。

【0037】BPF2は位相周波数比較器14の出力信号14Aを増幅器3により増幅した信号3Aの雜音成分と直流成分を取り除いて光位相変調器1に入力する。LPF4は位相周波数比較器14の出力信号14Aを増幅器5により増幅した信号5Aより雜音成分を取り除いて光周波数制御部18に入力する。

【0038】LPF4とLPF17は並列に接続されており、位相周波数比較器の出力信号はLPF17とLPF4とBPF2の各ループで制御され、LPF17のループで安定な位相同期状態を実現し、BPF2のループにより高安定な位相同期状態にしている。LPF4のループは遮断周波数が数Hz程度と小さいが増幅器5の利得

* $\{K_L, \omega_L\}$ ω_n とする。)、そのダンピングファクタ ξ_n を

※は、LPF17と減衰器16のループをLPF4と増幅器5のループに並列に構成した場合で。

$$H_{L_0}(S) + H_{n_0}(S) = K_s / (2\pi) \{ K_n \omega_n / (s + \omega_n) \} \quad (11)$$

☆【0035】また周波数帰引幅し、すなわち直流成分に関する条件では、(11)式で $s = 0$ として $K_n * \xi_n^2 = 2\pi\omega_n / (4K_n K_n)$ の条件下で。

$$H_{L_0}(S) + H_{n_0}(S) = K_s (K_L + K_n) / (2\pi) + K_s K_L / (2\pi) \quad (13)$$

得て周波数帰引幅を広くして、高安定な位相同期状態を保ったままで外部出力光20Aの周波数を広帯域に帰引できる信号を出力する。

【0039】次に、例として、1GHzの周波数範囲可能な高安定な光PLL回路を構成する場合について説明する。光検出器等の帯域は市販品で十分満足する。位相周波数比較器の利得は、たとえば $K_s = 1$ として $1 / (2\pi)$ である。さらに、増幅器5の利得 $K_n = 2$ 、LPF4の遮断角周波数 $\omega_n = 10$ 、減衰器16の減衰 $K_n = 1 / 500$ 、LPF17の遮断角周波数 $\omega_n = 10$ となるように回路設計することは容易である。

【0040】利得 $K_s = 10^{10}$ となる局部発振器は、光周波数制御部としてレーザダイオード光源の注入電流制御以外に、たとえばレーザダイオード光源の周囲温度調整機能や波長可変レーザダイオードを用いたり、外部共振器型波長可変レーザダイオード等が考えられ、これらの周波数可変幅は数100GHz以上となる。

【0041】ここでは注入電流制御としてたとえば $K_s = 10^{10}$ とする。以上の条件は $K_n * \xi_n^2 = 2\pi\omega_n / (4K_n K_n)$ の条件を満足するので、減衰器16とLPF17のループにより位相同期状態となる。念のためにLPF17のループのダンピングファクタ ξ_n を計算すると、(10)式より

$$\xi_n^2 = 2\pi\omega_n / (4K_n K_n) = 0.79$$

$$\xi_n = 0.89$$

となり安定性は良い。

【0042】この時、周波数帰引幅 Δ は(14)式より

$$L_s = K_s K_L / (2\pi)$$

$= 3.2 \text{ GHz}$

となり、 $L_a = K_s K_n / (2\pi) = 3.2 \text{ MHz}$ の $K_s / K_n = 1000$ 倍広帯域に捕獲できる。

【0043】また、BPFはたとえば 100 Hz から 1 MHz の帯域とし、増幅器 3 の利得をたとえれば 40 となるように回路設計することは容易である。ニオブ酸リチウムを使用した利得がほぼ 1 [rad/V] 程度の光位相変調器を用いると、

$K_s = 40 / (2\pi)$

≈ 6.4

となる。この時(6)式より位相誤差分散は 0.14 倍に改善される。

【0044】図2はこの発明による光PLLのもう1つの構成例である。図2の1は光位相変調器、2はBPF、3は増幅器、8は位相比較器である。光位相変調器1はレーザダイオード光源19と光分岐器20の間に配置され、BPF2から出力された信号3Bに応じて、差周波数信号△fと信号発生器15からの出力信号15Aとの位相差がある一定値(位相誤差)となるようにレーザダイオード光源19の出力光19Aの位相を制御して光分岐器20に入力する。

【0045】HPF13の出力信号12Aを第1の入力とし信号発生器15の出力信号15Aを第2の入力とする位相比較器8は、入力信号の位相差に応じた電圧信号8Aを出力し、電圧信号8Aは増幅器3により増幅され、BPF2により直流成分と雜音成分を取り除かれた増幅信号3Bは光位相変調器1に入力される。図2は光位相変調器1のループの利得K_sを下げるないように、分周器6の前でループが分離しており、作用は図1と同様である。

【0046】

* 【発明の効果】この発明によれば、光位相変調器を併用して、より高安定な位同期状態を保ちつつ、広範囲にわたる周波数録引をも可能とする光PLL回路を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の実施例を示す構成図である。

【図2】この発明の他の実施例を示す構成図である。

【図3】従来例の光PLL回路を示す構成図である。

【図4】従来例の光PLL回路を示す構成図である。

【図5】従来例の光PLL回路を示す構成図である。

【図6】位相周波数比較器の利得特性図である。

【符号の説明】

1 光位相変調器

2 BPF

3 増幅器

4 LPF

5 増幅器

6・7 分周器

8 位相比較器

9 YAG レーザ光源

10 基準周波数光源

11 光合波器

12 光検出器

13 HPF

14 位相周波数比較器

15 信号発生器

16 減衰器

17 LPF

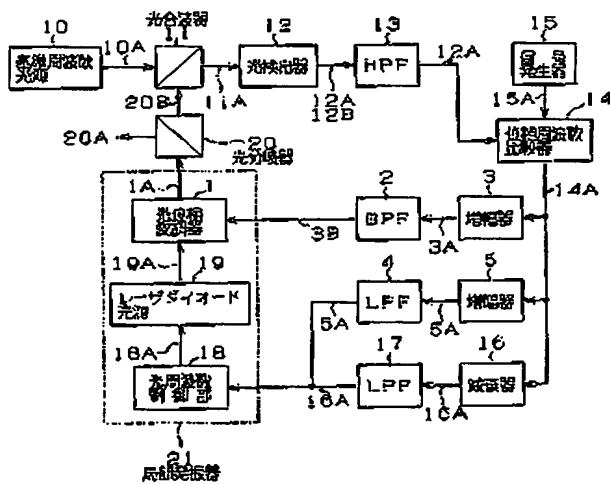
18 光周波数制御部

19 レーザダイオード光源

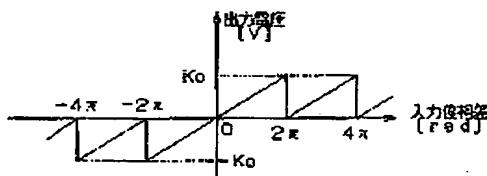
20 光分岐器

*

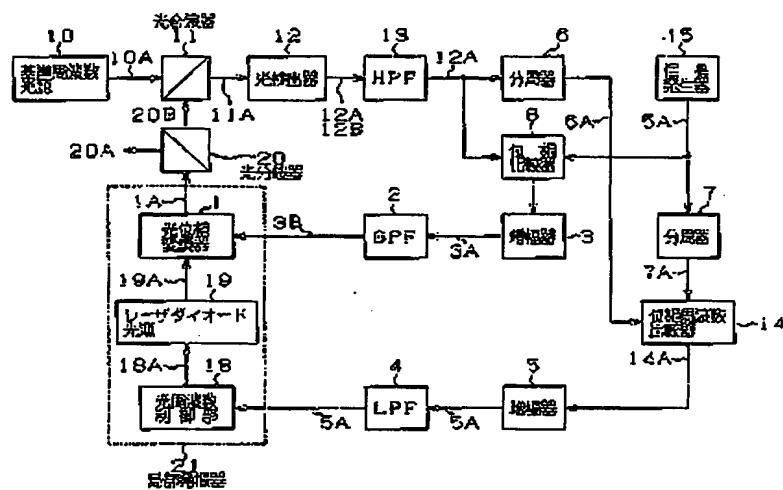
【図1】



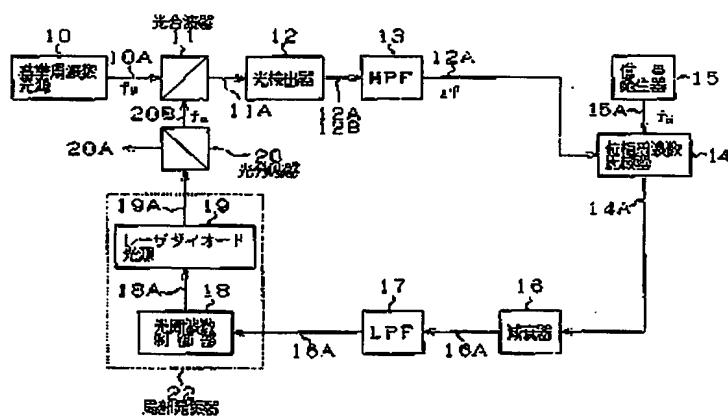
【図6】



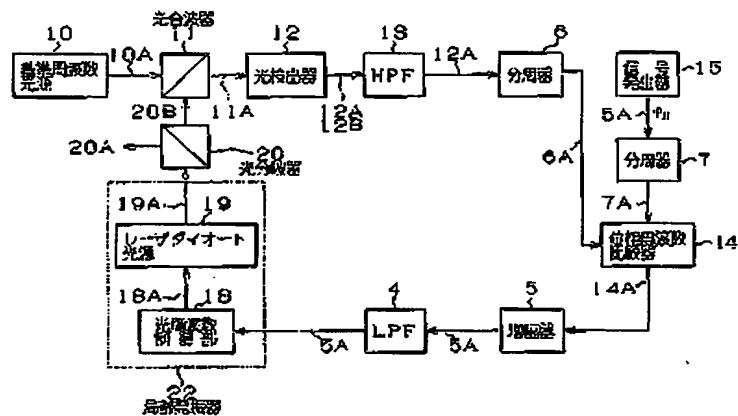
【図2】



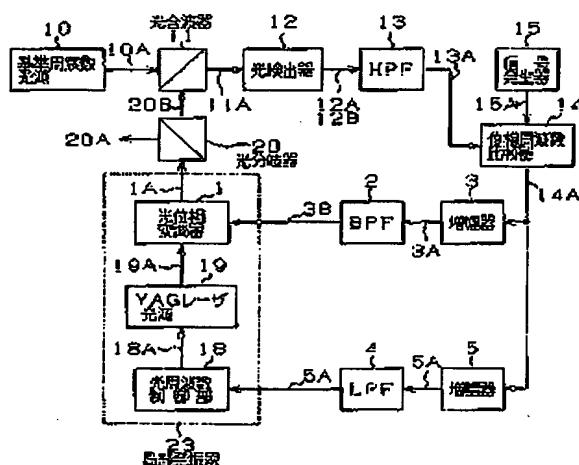
【図3】



【図4】



【図5】



フロントページの続き

(51) Int.C1.⁹

H01S 3/13

3/133

H03L 7/14

識別記号

序内整理番号

F I

技術表示箇所

A

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.